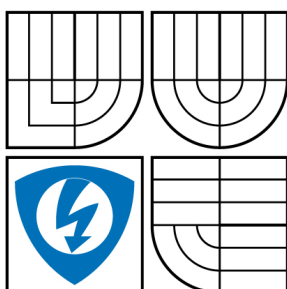




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ELEKTRONICKY ŘIDITELNÉ KMITOČTOVÉ FILTRY

ELECTRONICALLY TUNABLE FREQUENCY FILTERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

RADIM ŠTĚPÁN

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. NORBERT HERENCSÁR

BRNO 2009



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Radim Štěpán

ID: 72860

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Elektronicky říditelné kmitočtové filtry

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Pomocí metody grafů signálových toků navrhnete různé zapojení kmitočtových filtrů, u kterých je možnost řídit mezní kmitočet i činitel jakosti nezávisle na sobě. Při návrhu použijte aktivní prvky (např. ECCII, VG-CCII, PCA, VCG-CCII), u kterých je umožněno řízení jejich proudových nebo napěťových přenosů. Vytvořte simulační modely jednotlivých aktivních funkčních bloků pomocí komerčně dostupných zesilovačů a aktivních prvků vyvinuté na Ústavu telekomunikací, FEKT VUT v Brně. Teoretické a reálné vlastnosti vybraných zapojení ověřte analýzou v programu SNAP a OrCAD PSPICE.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] CHEN, W.-K. The Circuits and Filters Handbook. New York, CRC Press, 2003, 2. vydání, ISBN 0-8493-0912-3.
- [2] ČAJKA, J., KVASIL, J. Teorie lineárních obvodů. (Analýza lineárních a linearizovaných elektrických obvodů). Praha, SNTL/ALFA, 1979.
- [3] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. BEN - technická literatura, 2002. ISBN: 80-7300-023-7.
- [4] KOTON, J., HERENCŠÁR, N., VRBA, K. Frequency filters synthesis based on the signal-flow graphs. In Proceedings of the 16th Telecommunications Forum - TELFOR 2008. Belgrade, Serbia, 2008, p. 404-407. ISBN: 978-86-7466-337-0.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 2.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Norbert Herencsár

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práve třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem elektronicky říditelných filtrů s pomocí moderních aktivních prvků, jako jsou proudové konvejory, transkondukční zesilovače či programovatelné proudové zesilovače.

Při návrhu nových zapojení kmitočtových filtrů je využíváno grafického zobrazení aktivních a pasivních prvků.

V úvodní části práce je uveden přehled grafů signálových toků a charakteristické matice moderních aktivních prvků vhodných pro návrh kmitočtových prvků.

Na jednom konkrétním příkladu je ukázán postup návrhu říditelného kmitočtového filtru vycházející ze zadané charakteristické rovnice navrhovaného obvodu. Na základě různých modifikací je navržený obvod realizován s různými typy aktivních prvků.

Výsledky simulací programu PSpice potvrdily funkčnost navržených obvodů.

Klíčová slova

Proudový konvektor, graf signálových toků, kmitočtový filtr, přeladitelný kmitočtový filtr, netradiční funkční bloky

Abstract

This bachelor thesis deals with a proposal of electronically controllable filters by means of modern active elemental parts such as current conveyors, transconduct amplifiers or programmable current amplifiers.

The suggestion of new connection of frequency filters uses graphic chart of active and passive elements.

In the introduction there is described the survey of signal flow graphs, modern active elements suitable for proposal frequency elements.

The procedure of proposal of controllable frequency filter based on set typical formula of designed circuit is demonstrated as an example.

On a basis of different modifications the designed circuit is made with various types of active elements.

Simulation results of the program PCspice confirmed the proper working of the proposal circuits.

Keywords

Current conveyor, signal flow graphs, tunable active filter, active element, unconventional function blocks

Bibliografická citace

ŠTĚPÁN, R. *Elektronicky říditelné kmitočtové filtry*. Brno: Vysokéučení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 37 s.
Vedoucí bakalářské práce Ing. Norbert Herencsár.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Elektronicky říditelné kmitočtové filtry jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 2. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Rád bych zde poděkoval svému školiteli Ing. Norbertu Herencsárovi, za podporu, poskytnutí literatury a odborných rad během práce.

V Brně dne 2. června 2009

.....
podpis autora

Obsah

ÚVOD	6
1. KMITOČTOVÉ FILTRY	7
1.2 TYPY FILTRŮ	7
1.3 ZPŮSOB REALIZACE.....	8
1.3.1 Realizace z diskrétních prvků.....	8
1.3.2 Realizace v podobě integrovaného bloku.....	8
1.3.3 Realizace číslicovými filtry.	8
1.3.4 Další možnosti realizace flitrů.....	8
1.4 PŘENOSOVÁ FUNKCE.....	9
1.5 ŘÁD FILTRU	10
1.6 APROXIMACE	11
2 GRAFY SIGNÁLOVÝCH TOKŮ	12
2.1 ZÁKLADNÍ POJMY:	12
3 PROUDOVÝ KONVEJOR.....	14
3.1 ZOBECNĚNÝ PROUDOVÝ KONVEJOR.....	14
3.2 UNIVERZÁLNÍ PROUDOVÝ KONVEJOR.....	15
4. NETRADIČNÍ FUNKČNÍ BLOKY	17
4.1 CCII±.....	17
4.2 ECCII	18
4.3 VG-CCII.....	19
4.4 PCA	20
4.5 VCG-CCII	21
4.6 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE.....	23
5. NÁVRH FILTRŮ POMOCÍ GRAFŮ SIGNÁLOVÝCH TOKŮ	24
5.1. TEORIE NÁVRHU	24
5.2. NÁVRH S ŘIDITELNÝMI PRVKY	25
5.3. NÁVRH FILTRU SE TŘEMI VCG-CCII	26
6. ZÁVĚR	34
LITERATURA.....	35

Úvod

Tato bakalářská práce je zaměřena na návrh nových zapojení elektronicky říditelných kmitočtových filtrů s pomocí grafů signálových toků. V úvodní části práce bude uveden přehled základních vlastností filtrů, jejich dělení a způsoby realizace. Druhá část práce bude zaměřena na definiční popis a grafické zobrazení aktivních prvků využívaných pro návrh kmitočtových filtrů. Jedná se o různé typy proudových konvektorů, transkondukčních zesilovačů či programovatelných proudových zesilovačů.

Proudové konvejory jsou známy od roku 1968, kdy byly představeny Sedrou a Smithem. Po jejich postupném vývoji byly definovány tři základní třídy a na přelomu dvacátého století vznikaly další varianty, které se lišily počtem a typem vstupů a výstupů (např. invertující, diferenční vstup). Výzkum proudových konvektorů ukázal jejich nejširší praktické využití zejména v oblasti analogového zpracování signálů.

Pro potřebu realizace přeladitelných kmitočtových filtrů jsou v poslední době v odborných publikacích využívány různé modifikace proudových konvektorů s přeladitelnými přenosovými parametry mezi vstupními a výstupními branami. Závěrečná část práce je zaměřena na návrh zapojení kmitočtových filtrů s říditelnými aktivními prvky, které jsou podrobeny simulacím v programu Pspice.

1. Kmitočtové filtry

Kmitočtové filtry jsou převážně lineární dvojbrany [1], [2], které propouští určité složky spektra zpracovávaných signálů a to v určitém pásmu kmitočtů, které nazýváme propustné pásmo, buď s malým útlumem, bez útlumu, nebo jej zesilují. Mimo propustné pásmo jsou harmonické složky signálů naopak silně utlumovány – tzv. nepropustné pásmo. Příklad použití je např. antialiasingový filtr, který se používá při převodu analogového signálu na digitální a odrušení nežádoucích signálů. Tyto signály se vyskytují na vyšších kmitočtech a ruší nízkofrekvenční signál. Při průchodu signálu filtrem dochází také obvykle k jeho časovému zpoždění, což je způsobeno fázovým posuvem procházejících harmonických kmitočtových složek signálu. Tyto vlivy můžeme popsat fázovou kmitočtovou charakteristikou. Fázová charakteristika je závislost mezi fázovým posuvem φ a podílem měřené frekvence vůči frekvenci maximální f/f_0 . Vliv filtrů na výstupní signál je také patrný při znázornění signálu a vlastností filtru v časové oblasti, např. odezva na jednotkový skok. Fázové vlivy filtru na signál v propustném kmitočtovém pásmu se v časové oblasti projevují např. jako překmity či zvlnění průběhu signálu. Uvedené vlivy můžeme vhodnou volbou filtru minimalizovat. Existují ale také případy, kdy lze těchto vlastností filtrů využít např. ve fázovacích a zpožďovacích obvodech. Použitelnost nastává zejména v obvodech, které zpracovávají signály. V radiotechnice se často setkáváme s nutností selekce přijímaných signálů pomocí pásmové propusti, dolní a horní propust se používá pro rozdělení kmitočtových pásem v anténách a v předzesilovačích, pásmová zadrž se uplatňuje při nutnosti potlačení rušících signálů atd. V elektroakustice využíváme často různé korekční filtry. Dolní, horní a pásmové propusti tvoří kmitočtové výhybky. Výhybky jsou nezbytným příslušenstvím reproduktorových soustav a mají podstatný vliv na kvalitu reprodukce. Filtry nacházejí uplatnění i v oblasti elektronické hudby, kde se využívají pro realizaci různých zvláštních zvukových efektů. S kmitočtovými filtry se často setkáváme v oblasti měřicí techniky pro různá selektivní měření. Pro akustická měření se využívá několika typů váhových filtrů pro měření úrovně akustického signálu.

V současné době se hodně rozvíjejí a uplatňují filtry číslicové, u slabých a silně zarušených signálů je ale pořád stále výhodnější používat analogovou předfiltraci před A/D převodem, pro výrazné zvýšení dynamického rozsahu systému. Kmitočtové filtry naleznou využití i v regulační technice, silnoproudé elektrotechnice atd.

1.2 Typy filtrů

Rozdělení na základě kmitočtové charakteristiky na tyto typy:

- DP – dolní propust – propouští složky signálu s kmitočty nižšími než mezní kmitočet f_0 ,
- HP – horní propust – propouští složky signálu o kmitočtech vyšších než je mezní kmitočet f_0 ,
- PP – pásmová propust – propouští složky signálu mezi mezním dolním a horním kmitočtem f_1 a f_2 ,
- PZ – pásmová zadrž – nepropouští složky signálu mezi mezním dolním a horním kmitočtem f_1 a f_2 ,
- FČ – fázovací článek využívá jenom časové zpoždění signálu.

1.3 Způsob realizace

V praxi existuje celá řada možností, jak realizovat kmitočtové filtry [2]. Tyto způsoby realizace určují nebo ovlivňují příslušné provozní vlastnosti filtru. Při návrhu kmitočtového filtru je proto zapotřebí si vybrat optimální způsob realizace pro uvažované použití. Realizace kmitočtových filtrů dělíme do tří základních skupin:

1.3.1 Realizace z diskrétních prvků

a) pouze z pasivních prvků (rezistory, kapacitory, cívky):

- Derivační článek (horní propust),
- Integrační článek (dolní propust),
- Wienův článek (pásmová propust).

b) realizace s operačními zesilovači:

Podle typu zapojení lze realizovat horní propust (HP), dolní propust (DP), pásmovou propust (PP) a pásmovou zádrž (PZ).

1.3.2 Realizace v podobě integrovaného bloku

Mezi jejich největší výhody patří zejména skutečnosti, že jsou cenově přijatelná a její zpracování je daleko detailnější než u diskrétních prvků

Filtry s funkčními bloky:

- s impedančními invertory a gyrátory,
- s impedančními konvertory,
- s proudovými konvejory,
- aktivní filtry R,

1.3.3 Realizace číslicovými filtry

Číslicový signál je zpracován matematicky tak, aby po zpětném převodu měl aspoň shodné, nebo dokonce lepší vlastnosti než po průchodu normálním kmitočtovým filtrem[1]. Matematicky tak můžeme modelovat požadované vlastnosti filtrů a tímto způsobem lze také dosáhnout i některé funkce a vlastnosti, které by nebylo možné zajistit analogovými filtry. Mezi hlavní nevýhody patří to, že jsme omezeni rychlostí počítače, který vypočítává danou realizaci, a také rychlostí vzorkování, což následně omezuje kmitočtové pásmo filtru.

1.3.4 Další možnosti realizace filtrů

V praxi se dále můžeme setkat s filtry se syntetickými prvky, se spínanými kapacitami, s povrchovou vlnou, s piezoelektrickými rezonátory a mnoha dalšími.

1.4 Přenosová funkce

Mezi základní vlastnosti filtru patří jeho přenosová charakteristika [1], [3], kterou lze pro daný kmitočet f vyjádřit komplexním výrazem:

$$K_u = K_u \cdot e^{j\varphi} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}}. \quad (1.1)$$

Uvedený výraz se dá také rozdělit na reálnou a imaginární část. Výhodnější je ale vyjádření přenosu pomocí modulu argumentu:

$$K_U = \frac{U_2}{U_1}, \quad \varphi = \varphi_2 - \varphi_1, \quad (1.2)$$

kde modul přenosu je bezrozměrné číslo a často udávané v logaritmické míře. Modul K_U je poměr amplitudy výstupního signálu ku amplitudě vstupního signálu a argument φ je výsledný fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem.

Pro praktické použití je výhodné přenosové vlastnosti vyjadřovat jako funkci kmitočtu, potom můžeme vypočítat odpovídající přenos pro každý kmitočet. Závislost přenosu na kmitočtu je komplexní funkcí kmitočtu $K(j\omega)$ nebo $K(p)$.

$$K(j\omega) = \frac{\sum_{k=0}^{k=m} a_k (j\omega)^k}{\sum_{i=0}^{i=n} b_i (j\omega)^i} = \frac{a_0 + a_1 j\omega + \dots + a_{m-1} (j\omega)^{m-1} + a_m (j\omega)^m}{b_0 + b_1 j\omega + \dots + b_{n-1} (j\omega)^{n-1} + b_n (j\omega)^n}. \quad (1.3)$$

$$K(p) = \frac{\sum_{k=0}^{k=m} a_k (p)^k}{\sum_{i=0}^{i=n} b_i (p)^i} = \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_{m-1} p^{m-1} + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_{n-1} p^{n-1} + b_n p^n}. \quad (1.4)$$

Pro popis přenosové funkce kmitočtového filtru používáme Laplaceův operátor p , kde mocnina operátoru značí řád filtru. Pro sumarizaci jsou v tab.1.1. uvedené přenosové funkce kmitočtových filtrů prvního a v tab. 1.2 druhého řádu.

Tab. 1.1: Přenosové funkce kmitočtových filtrů prvního řádu

Horní propust 1. řádu:	$K(p) = \frac{a_1 p}{b_1 p + b_0},$
Dolní propust 1. řádu:	$K(p) = \frac{a_0}{b_1 p + b_0},$

Tab. 1.2: Přenosové funkce kmitočtových filtrů druhého řádu

Horní propust 2. řádu:	$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0},$
Dolní propust 2. řádu:	$K(p) = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0},$
Pásmová propust 2. řádu:	$K(p) = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0},$
Pásmová zadrž 2. řádu:	$K(p) = \frac{a_2 p^2 + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0},$
Fázovací členek 2. řádu:	$K(p) = \frac{a_2 p^2 - a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}.$

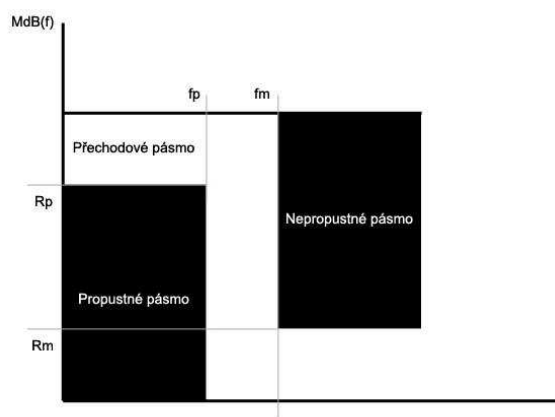
1.5 Řád filtru

Dalším kritériem při návrhu je řád filtru [3]. Ten je určen počtem kapacitorů a indukčností a je dán poklesem pásma propustnosti do pásma nepropustnosti:

- 1. řád 20dB/dekádu
- 2. řád 40dB/dekádu
- n . řád $n \cdot 20\text{dB/dekádu}$

Obecně můžeme prohlásit, že se při zvyšování řádu filtru zvyšuje strmota kmitočtové charakteristiky, a tím dochází k strmějšímu přechodu mezi propustným a nepropustným kmitočtovým pásmem.

Mezní případ by nastal v případě ideálního kmitočtového filtru, kde by tato strmota byla pravouhlá. Skutečná přenosová charakteristika však v praxi nemůže mít ideální pravouhlý průběh, protože filtr není složen z ideálních součástek. Musí ale vyhovovat danému tolerančnímu pásmu. Příklad obecného tolerančního pásma dolní propusti je na obr. 1.1.

**Obr. 1.1:** Toleranční pásmo dolní propusti

Na obr. 1.1 je R_p povolené zvlnění v propustném pásmu, R_m je minimální útlum v nepropustném pásmu, f_p je mez propustného pásma, f_m je mez nepropustného pásma a $M_{dB}(f) = 20 \log M(f)$.

1.6 Aproximace

Její úlohou je nalézt přenosovou funkci, která splňuje zadané toleranční schéma[4]. Můžeme ji rozdělit na:

Standardní - vychází z analytického řešení charakteristické rovnice filtru a je u nich volena charakteristická funkce $\varphi(p)$:

$$K(p)K(-p) = \frac{1}{1 + \varphi(p)\varphi(-p)}. \quad (1.5)$$

Nestandardní - nejčastěji předpokládají výchozí odhad přenosové funkce. Průběh funkce pak upravujeme na požadovaný tvar pomocí určitých typů numerických metod.

U Standardních aproximací se často setkáváme s několika velmi často používaných typů:

Besselova – (často také uváděna jako Thomsonova) vychází z požadavků konstantního skupinového zpoždění v propustném směru v praxi je upravena do normovaného modulového tolerančního pole se zvlněním 3 dB v propustném pásmu. Tento typ aproximace se používá je-li potřeba co nejlépe zachovat původní signál. Má nejlepší odezvu na skokovou změnu napětí a nezávislý přenos do $0,5 f_0$, strmost charakteristik je relativně malá.

Butterworthova – jedná se o nepoužívanější, protože je kompromisem mezi žádanou linearitou fázové charakteristiky a možným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky při nízkém řádu filtru. Při zvlnění 3 dB v propustném pásmu můžeme nalézt potřebný řád filtru přímo z modulových charakteristik. Má strmý přechod do oblasti nepropustnosti, má nezávislý přenos až do $0,7 f_0$.

Čebyševova – touto aproximací lze realizovat nejstrmější přenos do nepropustného pásma (tzn. při nízkém řádu filtru má dostatečné potlačení přenosu), nevýhodou Čebyševovy aproximace je velká nelinearita fázové charakteristiky (vyvolaná velkými překmity) způsobující větší odchylky skupinového zpoždění. Odezva na skokovou změnu je pomalá ale při volbě malého zvlnění modulové charakteristiky se z části sníží strmost a zlepši odezva na jednotkový skok.

Existují další typy, které vychází ze základních druhů aproximací, jsou to např. Feistelova-Unbehauenova, inverzní Čebyševova a další. V praxi je někdy možné se setkat s dalšími typy aproximací, které se ale používají pouze ke speciálním účelům. Problematika návrhu filtrů je značně složitá a je zpracována např. v [5].

Požadavky kladené na filtr je nutno volit vždy s určitým kompromisem protože často působí proti sobě. Je-li např. potřebná charakteristika s maximální strmostí přechodu, potom nastává větší zvlnění charakteristiky v propustné části filtru.

2 Grafy signálových toků

V poslední době se stále častěji k řešení elektrických obvodů (a také analogických obecnějších fyzikálních soustav) používají metody grafů signálových toků [6]. Původně byly navrženy v roce 1953 Masonem pro popis a řešení lineárních obvodů. Později se objevily zobecněné Coatesovy grafy. Tyto metody vycházejí ze speciální grafické reprezentace soustavy rovnic a také ze speciálních metod jejich řešení [7]. Pro praktické výpočty se nejvíce uplatní především grafové metody, které vycházejí z admitančního popisu obvodů. Grafické postupy mohou být založeny na různých metodách, následující popis je zaměřen na grafové reprezentaci metody uzlových napětí a jejich modifikací. Existuje zde úzká analogie s maticovými metodami řešení. Nejprve se musíme zaměřit na vymezení neznámých obvodových veličin, po zjištění jejich počtu zjistíme kolik je nutno sestavit rovnic. V dalším kroku podle daného algoritmu sestavíme rovnice. V případě grafových metod sestavujeme příslušný graf přímo na základě schématu obvodu. V grafu se setkáváme s uzly, u kterých je vždy připsán symbol obvodové veličiny, kterou reprezentuje. Vztahy mezi jednotlivými veličinami, které jsou nejčastěji vyjadřovány rovnicemi, jsou v grafu reprezentovány orientovanými cestami mezi uzly tzv. větvemi a neorientovanými smyčkami. Všechny větve a neorientované smyčky mají svůj přenos (váhu), který koresponduje s koeficientem u příslušné obvodové veličiny v rovnici pro tuto veličinu. Při využití grafů signálových toků založených na modifikované metodě uzlových napětí, budou pravidla pro jejich sestavení podobná pravidlům pro sestavování maticových rovnic metody uzlových napětí. V konečné fázi maticové metody analýzy je vyřešení soustavy rovnic. Z grafu lze zjistit výsledek postupem, který nazýváme vyhodnocení grafu. Grafová metoda analýzy může být daleko rychlejší než maticová, ale při velké složitosti obvodu může také být zdlouhavá a komplikovaná.

Stejně jako u maticových metod, existuje celá řada metod grafových podrobně popsány v [7]. Nejstarší metodou jsou tzv. Masonovy grafy (M grafy) [8], převážně určené pro analýzu blokově orientovaných systémů. Jsou označovány jako grafy signálových toků (Signal Flow Graphs). V roce 1959 byly popsány zobecněné Coatesovy grafy [9]. U nás se bez rozdílu označují oba jako grafy signálových toků. Pro syntézu a analýzu obvodů se často v praxi používají smíšené tzv. Masonovy-Coatesovy (M-C) grafy. Na základě pravidel pro řešení M-C grafu je možné tuto metodu použít i pro přímý návrh obvodů s požadovaným tvarem přenosové funkce.

2.1 Základní pojmy

Vstupní uzel - je uzel grafu, do něhož nesměřuje žádná orientovaná větev. Větev z tohoto uzlu pouze vycházejí,

Výstupní uzel - je uzel grafu, odpovídající obvodové proměnné, jejíž velikost hodláme z grafu určit,

Cesta - je souvislá dráha podél souhlasně orientovaných větví ve směru orientace těchto větví,

Přenos cesty – je součin přenosů všech větví, kterými cesta prochází,

Přímá cesta - je cesta začínající ve vstupním uzlu grafu a končící ve výstupním uzlu. Žádným uzlem nesmí projít vícekrát,

Orientovaná smyčka - je cesta v grafu podél orientovaných větví, které smyčku tvoří,

Nedotýkající smyčky - jsou smyčky ,které nemají společný žádný uzel,

Nedotýkající cesty - jsou cesty, které nemají společný žádný uzel,

Přenosovou funkci grafu signálových toků lze vypočítat podle následujícího vztahu, známý jako Masonovo pravidlo 2.1.

Masonovo pravidlo:

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{\sum_i P_i \Delta_i}{\Delta}, \quad (2.1)$$

Přenos grafu K - je poměr výstupní veličiny Y a vstupní veličiny X , které odpovídají výstupnímu a vstupnímu uzlu grafu, kde Δ je tzv. determinant grafu, vyhodnocuje se podle následujícího předpisu (2.2).:

$$\Delta = V - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} + \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots, \quad (2.2)$$

kde V je součin všech neorientovaných vlastních smyček v grafu, $S_1^{(k)}$ je přenos (k -té v pořadí) orientované smyčky a $V_1^{(k)}$ je součin všech vlastních smyček těch uzlů, kterých se k -tá smyčka nedotýká. V úvahu se berou všechny orientované smyčky, které se v grafu vyskytují. Pokud se žádné vlastní smyčky v uvedeném smyslu nevyskytují, pokládá se součin $V_1^{(k)}$ identicky roven jedné. To se týká i dále uvedených výrazu $S_2^{(l)}$, $S_3^{(m)}$...

$S_2^{(l)}$ je součin přenosů (l -té v pořadí) dvojice nedotýkajících se orientovaných smyček a $V_2^{(l)}$ je součin všech vlastních smyček těch uzlů, kterých se l -tá dvojice smyček nedotýká. V úvahu se berou všechny dvojice nedotýkajících se orientovaných smyček, které se v grafu vyskytují

$S_3^{(m)}$ je součin přenosů (m -té v pořadí) trojice nedotýkajících se orientovaných smyček a $V_3^{(m)}$ je součin všech vlastních smyček těch uzlů, kterých se m -tá trojice smyček nedotýká. V úvahu se berou všechny dvojice nedotýkajících se orientovaných smyček, které se v grafu vyskytují

...

P_i je přenos i -té přímé cesty ze vstupního uzlu do výstupního uzlu. Δ_i je determinant té části grafu, která se nedotýká i -té přímé cesty. Berou se v úvahu všechny existující přímé cesty. Determinant Δ_i se určí ze vzorce (2.2), ovšem musíme jej vyčíslit pro specifikovanou část grafu, nikoliv pro graf celý. Platí zde výjimka: pokud by daná část grafu byla tzv. prázdným grafem, pak se identicky dosazuje $\Delta_i = 1$.

3 Proudový konvektor

V roce 1968 Sedra a Smith [10] zavedli a definovali nový stavební prvek - proudový konvektor první generace (first generation current conveyor). Jednalo se o zvláštní případ tříbranového imitačního konvertoru realizovaného bipolární technologií. V roce 1970 byl popsán CCII (second generation current conveyor) [11] a realizovaný pomocí MOS technologie, třetí generace (CCIII) (third generation current conveyor) [12] byla popsána až v roce 1995 Fabrem. Na přelomu dvacátého století vznikaly další varianty, které se lišily počtem a typem vstupů a výstupů (např. invertující, diferenční vstup), některé typy jsou pouze součástí velkých stavebních bloků, různorodé aplikační využití proudových konvektorů a jejich významnější prosazení bylo umožněno pomocí univerzálního prvku, kterým lze realizovat všechny generace a varianty proudových konvektorů.

Proudové konvektory se osvědčily být užitečné v mnoha aplikacích. Některé byly testovány a popsány, zatímco ostatní jsou stále zkoumány a vyvíjeny. Stavební bloky proudových konvektorů nám umožňují sestavit mnohá zapojení s velkým množstvím frekvenčních charakteristik.

Tyto konvektory mají tři druhy bran u kterého budeme uvažovat, že nezávislou veličinou je proud. Tuto veličinu přivádíme na živou svorku vstupní brány, kterou označíme symbolem x . Nezávislou veličinu označíme I_x . Tato veličina se vždycky převádí (transformuje s přenosem $+1$, -1 , $+k$, $-k$) na výstupní bránu z , a často i na pomocnou bránu y .

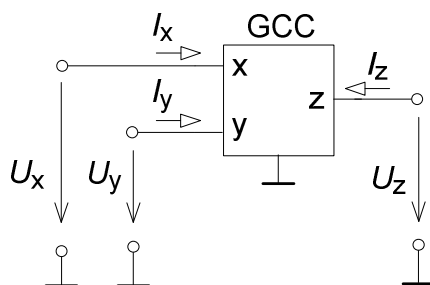
3.1 Zobecněný proudový konvektor

Zobecněný proudový konvektor GCC (Generalized Current Conveyor) [13] je trojbran, kde x je proudová brána, y je napěťová brána a z je výstupní brána GCC. Jeho vlastnosti jsou nejlépe popsány hybridní maticí (3.1):

$$\begin{pmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix}, \quad (3.1)$$

která definuje vztah mezi jeho branovými veličinami, kde hodnoty parametrů jsou $\alpha = \{-1, 1\}$, $\beta = \{-1, 0, 1\}$, $\gamma = \{-1, 1\}$.

Schematická značka GCC je uvedena na obr. 3.1.



Obr. 3.1: Zobecněný tříbranový proudový konvektor.

Proudové konvejeory členíme do tří generací I, II a III tyto typy rozdělujeme podle funkce svorky y a polarity výstupního proudu I_z , různé typy proudových konvejeorů a jejich přenosové koeficienty jsou v tab. 3.1. Proudové konvejeory jsou pak např. CCI, ICCI atd. až ICCIII. Neinvertující proudový konvejeor označený jako CC má koeficient $\alpha = 1$. Invertující proudový konvejeor označený jako ICC má koeficient $\alpha = -1$.

Generace proudových konvejeorů se od sebe liší koeficientem β . První generace CCI nebo ICCI má $\beta = 1$, druhá generace CCII nebo ICCII má $\beta = 0$ a třetí generace CCIII nebo ICCIII má $\beta = -1$.

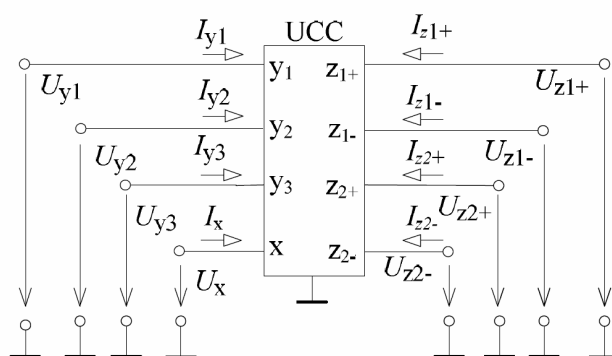
Koeficient γ nám určuje, zda-li se jedná o pozitivní proudový konvejeor, který je označen znaménkem plus (např. CCI+), nebo se jedná o negativní proudový konvejeor, který je označen znaménkem mínus (např. ICCII-). V dnešní době je nejvíce používán proudový konvejeor z generace II označovaný jako (CCII).

Tab. 3.1: Typy proudových konvejeorů a jejich přenosy

Typy proudových konvejeorů	Přenosové koeficienty		
	α	β	γ
CCI+	1	1	1
CCI-	1	1	-1
ICCI+	-1	1	1
ICCI-	-1	1	-1
CCII+	1	0	1
CCII-	1	0	-1
ICCI+	-1	0	1
ICCI-	-1	0	-1
CCIII+	1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1
ICCI+	-1	-1	1
ICCI-	-1	-1	-1

3.2 Univerzální proudový konvejeor

Univerzální proudový konvejeor UCC (Universal Current Conveyor) [14], [15] nám umožňuje realizace všech generací a typů proudových konvejeorů, vyplývajících ze zobecněného prvku a i některých dalších variant. Schématická značka UCC je uvedena na Obr. 3.2.



Obr. 3.2: Schématická značka UCC.

Jedná se o obecný osmibran, který má tři vysokoimpedanční napěťové vstupy ($y1+$, $y2-$ a $y3+$), jeden nízkoimpedanční proudový vstup x a čtyři proudové výstupy ($z1+$, $z2+$, $z1-$, $z2-$). Výstupy $z1-$, $z2-$ jsou inverzní vůči výstupům $z1+$, $z2+$. Vztahy mezi jednotlivými svorkami jsou popsána v hybridní rovnici 3.2.

$$\begin{pmatrix} I_{y1} \\ I_{y2} \\ I_{y3} \\ U_x \\ I_{z1+} \\ I_{z2+} \\ I_{z1-} \\ I_{z2-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{y1} \\ U_{y2} \\ U_{y3} \\ I_x \\ U_{z1+} \\ U_{z2+} \\ U_{z1-} \\ U_{z2-} \end{pmatrix}, \quad (3.2)$$

První generaci neinvertujících a invertujících proudových konvektorů (CCI, ICCI) lze realizovat tak, že se použije vstup $y1+$ jako proudový vstup se využije svorka x . Proudové výstupy máme k dispozici čtyři, u CCI nebo ICCI se musí propojit jeden volný pozitivní proudový výstup $z1+$, nebo $z2+$ na použitý napěťový vstup $y1+$, nebo $y2-$. Ostatní výstupní terminály můžou být použity jako proudové výstupy. Nepoužité vstupy a výstupy se uzemňují. U proudových konvektorů druhé generace (CCII+, CCII-, CCII+/-, CCII+/, CCII-/-, ICCII+, ICCII-, ICCII+/-, ICCII+/, ICCII-/-) je situace jednodušší, protože nemusíme propojovat žádný proudový výstup na napěťový vstup. Všechno ostatní je stejné jako u první generace. U třetí generace CC (CCIII+, CCIII-, CCIII+/-, CCIII+/, CCIII-/-, ICCIII+, ICCIII-, ICCIII+/-, ICCIII+/, ICCIII-/-) se musí propojit jeden volný negativní proudový výstup $z1-$ nebo $z2-$ na použitý napěťový vstup $y1+$ nebo $y2-$, podle toho jestli realizujeme CCIII nebo ICCIII. Příklady zapojení některých typů proudových konvektorů jsou naznačeny v tab. 3.2.

Tab. 3.2: Realizace klasických proudových konvektorů pomocí UCC

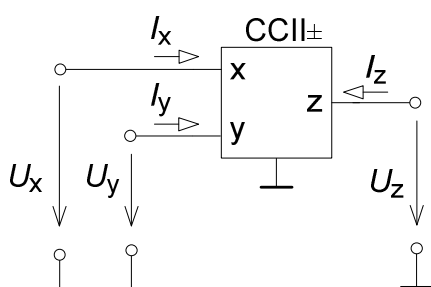
Typ	Vstup	Výstup	Propojené	Uzemněné
CCI-	$y1 - \text{vstup } y$	$\overline{z1} - \text{výstup } z$	$y1, z1$	$y2, y3, z2, \overline{z2}$
CCI+	$y1 - \text{vstup } y$	$z2 - \text{výstup } z$	$y1, z1$	$y2, y3, \overline{z1}, \overline{z2}$
CCII-	$y1 - \text{vstup } y$	$\overline{z1} - \text{výstup } z$		$y2, y3, z1, z2, \overline{z2}$
CCII+	$y1 - \text{vstup } y$	$z1 - \text{výstup } z$		$y2, y3, z2, \overline{z1}, \overline{z2}$
CCIII-	$y1 - \text{vstup } y$	$\overline{z2} - \text{výstup } z$	$y1, \overline{z1}$	$y2, y3, z1, z2$
CCIII+	$y1 - \text{vstup } y$	$z1 - \text{výstup } z$	$y1, \overline{z1}$	$y2, y3, z1, \overline{z2}$
ICCI-	$y2 - \text{vstup } y$	$\overline{z1} - \text{výstup } z$	$y2, z1$	$y1, y3, z2, \overline{z2}$
ICCI+	$y2 - \text{vstup } y$	$z2 - \text{výstup } z$	$y2, z1$	$y1, y3, \overline{z1}, \overline{z2}$
ICCII-	$y2 - \text{vstup } y$	$\overline{z1} - \text{výstup } z$		$y1, y3, z1, z2, \overline{z2}$
ICCII+	$y2 - \text{vstup } y$	$z1 - \text{výstup } z$		$y1, y3, z2, \overline{z1}, \overline{z2}$
ICCIII-	$y2 - \text{vstup } y$	$\overline{z2} - \text{výstup } z$	$y2, \overline{z1}$	$y1, y3, z1, z2$
ICCIII+	$y2 - \text{vstup } y$	$z1 - \text{výstup } z$	$y2, \overline{z1}$	$y1, y3, z2, \overline{z2}$

4. Netradiční funkční bloky

4.1 CCII±

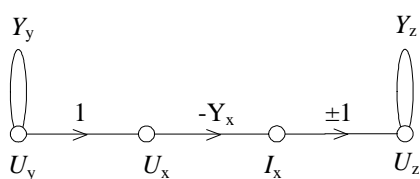
Označení CCII [11] označuje, že jde o proudový konvektor (Current Conveyor) druhé generace (II). Znaménka + či – souvisejí se směrem proudu I proudového zdroje. Odtud pochází pozitivní (CCII+) nebo negativní (CCII-). Počátkem devadesátých let začal prudký rozvoj týkající se možnosti využití těchto prvků v ARC filtrech, kde by nahradil proudový konvektor klasický operační zesilovač. Tento prvek můžeme popsat hybridní maticí (4.1) a jeho schématická značka je na obr. 4.1.

$$\begin{pmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \pm 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix}. \quad (4.1)$$

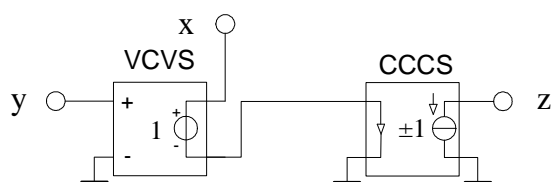


Obr.4.1: Schématická značka proudového konvektoru druhé generace

Na obr. 4.2 a) je redukovaný M-C graf proudového konvektoru druhé generace. Náhradní model obvodu na obr. 4.2.b) realizovaný s využitím zdroje napětí řízeného napětím (Voltage Controlled Voltage Source) a zdroje proudu řízeným proudem CCCS (Current Controlled Current Source).



a)



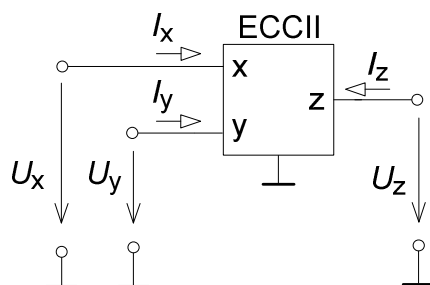
b)

Obr.4.2: a) M-C graf prvku CCII b) model obvodu CCII

4.2 ECCII

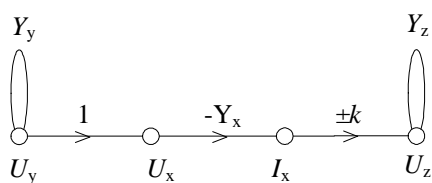
Jedná se o elektronicky říditelný konvektor druhé generace ECCII (Electronically Tunable Current Conveyor) [16], [17], jeho přenosy jsou popsány charakteristickou maticí (4.2). schématická značka je zobrazena na obr 4.3.

$$\begin{pmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \pm k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix}. \quad (4.2)$$

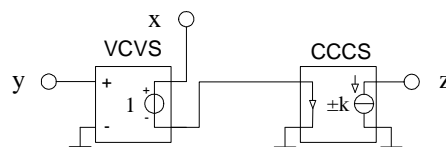


Obr.4.3: Schématická značka ECCII

Na obr. 4.4 a) je navrhnutý redukovaný M-C graf netradičního bloku ECCII. Realizace s využitím zdroje napětí řízeného napětím (VCVS) a zdroje proudu řízeným proudem (CCCS) realizující proudový přenos k je na obr 4.4 b)..



a)



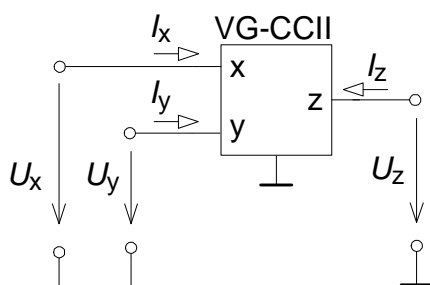
b)

Obr.4.4: a) Redukovaný M-C graf prvku ECCII, b) model obvodu CCII s řízenými zdroji

4.3 VG-CCII

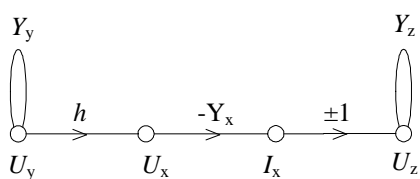
Nový prvek VG-CCII (Voltage Gain second generation Current Conveyor) vychází z druhé generace proudových konvektorů a vyznačuje se napětovým přenosem h a proudovým přenosem ± 1 . Schématická značka pro trojhran VG-CCII je na obr 4.5. Jeho charakteristické matice definující proudové a napětové přenosy je popsána v (4.3):

$$\begin{pmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & h & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \pm 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix}. \quad (4.3)$$

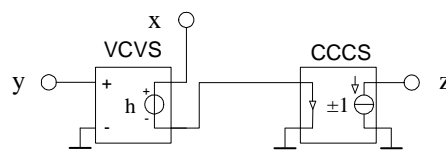


Obr.4.5: Schématická značka VG-CCII

Na obr. 4.6 a) je redukovaný M-C graf prvku VG-CCII. Realizace napětového přenosu je realizována s využitím zdroje napětí řízeného napětím (VCVS) a zdroje proudu řízeným proudem (CCCS) je na obr 4.6 b)..



a)



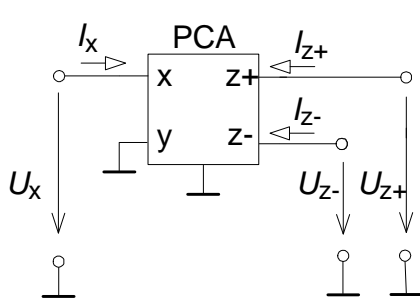
b)

Obr.4.6: a) Redukovaný M-C graf VG-CCII, b) model obvodu VG-CCII

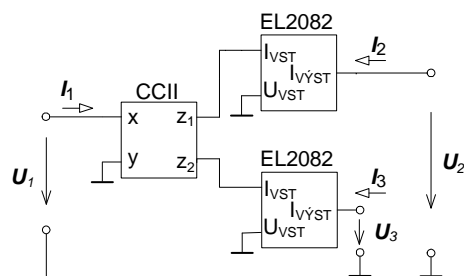
4.4 PCA

Jedná se o řízený proudový zesilovač (Programmable Current Amplifier) [17], který je charakterizován pomocí hybridní matice (4.4) a schematická značka je na obr. 4.7 a). V případě že nemáme PCA můžeme jej nahradit obvodem s proudovým konvejorem CCII+/- a dvěma zesilovači EL2082 obr 4.7 b) [17], pokud nám bude stačit pouze jeden výstup můžeme použít pouze jeden zesilovač na příslušný výstup CCII [17]. Při návrhu pomocí grafů signálových toků využijeme redukovaný M-C graf zobrazen na obr. 4.8 a). Model obvodu PCA je realizován pouze pomocí dvěma zdroji proudu řízených proudem (CCCS) a je uveden na obr. 4.8b).

$$\begin{pmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ n & 0 & 0 \\ -n & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix}. \quad (4.4)$$

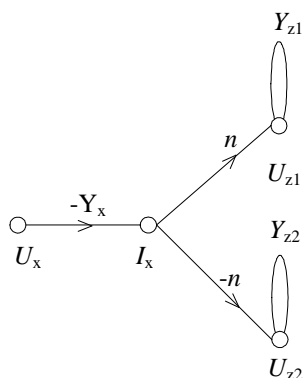


a)

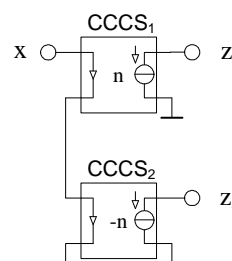


b)

Obr. 4.7: a) schématická značka b) Realizace PCA pomocí CCII a proudových zesilovačů



a)



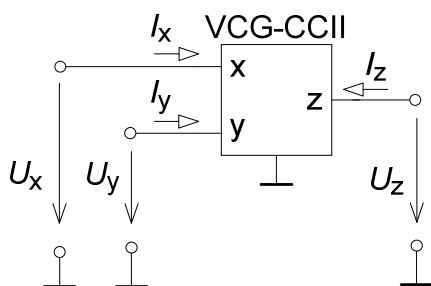
b)

Obr.4.8: a) M-C graf PCA, b) model obvodu PCA s řízenými zdroji

4.5 VCG-CCII

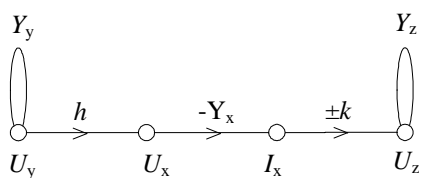
Funkční blok VCG-CCII (Voltage and Current Gain second generation Current Conveyor) [18] umožňuje návrháři řídit jak proudový tak napěťový přenos (4.5). Jelikož se jedná o prvek, který nabízí měnit proudový a napěťový zisk je velmi často používán ve zpětnovazebních konfiguracích, kdy výstup z je přímo přiveden na napěťovou svorku y.

$$\begin{pmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & h & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \pm k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix}. \quad (4.5)$$

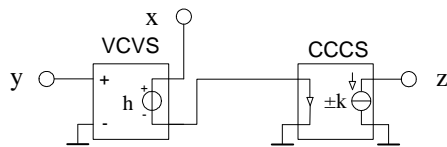


Obr.4.9: Schematická značka VG-CCII

Na obr. 4.2 a) je redukovaný M-C graf prvku VG-CCII. Realizace napěťového přenosu je realizována s využitím zdroje napětí řízeného napětím (VCVS) a proudový přenos je realizován pomocí zdroje proudu řízeným proudem (CCCS) je na obr 4.4 b)..



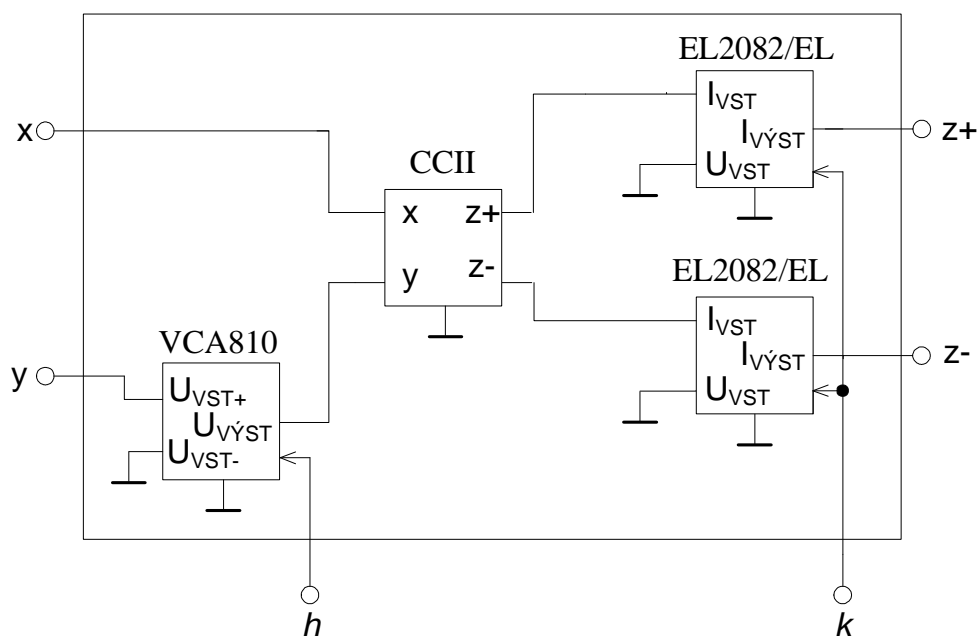
a)



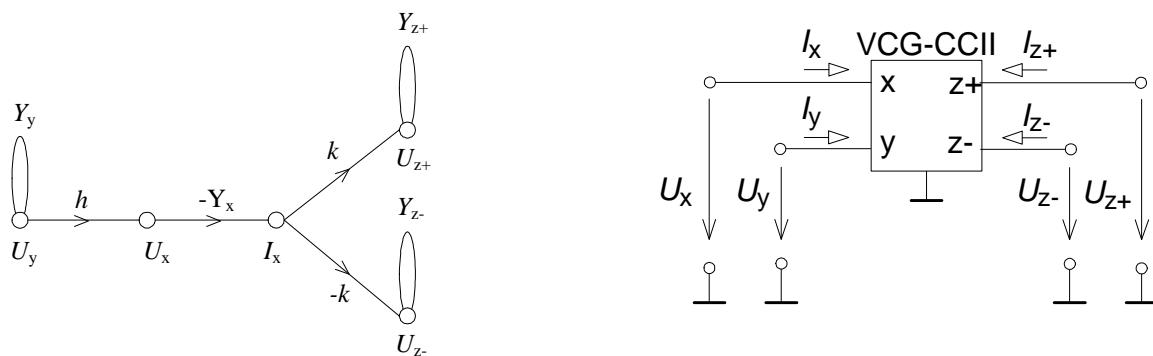
b)

Obr.4.10: a) M-C graf VCG-CCII, b) náhradní schéma obvodu VCG-CCII říditelnými zdroji

Pro vlastní návrh filtru jsem využíval prvek VCG-CCII s diferenciálním výstupem ($z+$, $z-$). Pro realizaci tohoto prvku jsem použil proudový konvektor druhé generace, spolu s napěťově říditelnými zesilovači VCA810/BB [19] a proudovými násobiči EL2082/EL [20]. Blokové schéma realizovaného obvodu je na obr 4.11. Schématická značka a redukovaný graf jsou na obr 4.12.



Obr. 4.11: Realizace VCG-CCII

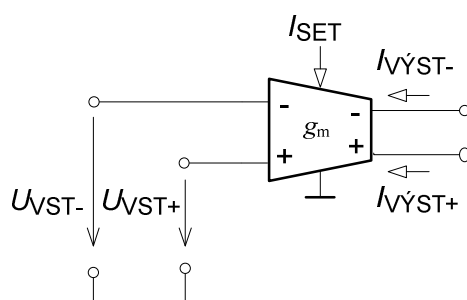


Obr.4.12: a) M-C graf VCG-CCII s diferenciálním výstupem, b) náhradní schéma obvodu VCG-CCII se dvěma výstupy

4.6 Transkonduktanční zesilovače

Transkonduktanční zesilovač [21] s jedním výstupem (Operational Transconductance Amplifier - OTA) je ideální zdroj proudu řízený napětím. Prvek byl komerčně poprvé uveden na trh v roce 1969 firmou RCA. Průkopnické práce o transkonduktančních zesilovačích užívajících Bi-JFET a CMOS technologie byly provedeny v osmdesátých letech minulého století. Roku 1985 publikovali R. L. Geiger a S. E. Sánchez článek [20], který vyvolal zájem technické veřejnosti o nové CMOS OTA architektury a jejich aplikace.

Snaha redukovat počet aktivních prvků a v důsledku toho i plochu čipu vedla návrháře k vývoji transkonduktančního zesilovače se symetrickým proudovým výstupem – BOTA (*B*alanced *O*utput *T*ransconductance *A*mplifier) [22]. Schematická značka BOTA je uvedena na obr. 4.9.



Obr. 4.9: Schematická značka

Výstupní proudy prvku BOTA jsou dány vztahem:

$$I_{01} = -I_{02} = -g_m (U_p - U_n), \quad (4.6)$$

kde g_m je přenosová vodivost, U_p a U_n jsou napětí na neinvertujícím a invertujícím vstupu BOTA vztažené proti zemi.

Komerčně dostupným prvkem BOTA je obvod MAX435 (MAXIM - Dallas Semiconductor) [23], což je rychlý širokopásmový zesilovač se symetrickým vstupem i výstupem a vysokou vstupní i výstupní impedancí. Pro svou šířku pásma 275 MHz, rychlost přeběhu 850 V/ μ s, potlačení souhlasného signálu 53 dB při 10 MHz a nízký šum, 7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ při 1 kHz se hodí především pro funkci linkového budiče nebo přijímače ve videotechnice, nebo jako aktivní prvek pro filtry, rozdílové zesilovače, oscilátory nebo pro obousměrný přenos pomocí koaxiálního kabelu.

5. Návrh filtrů pomocí grafů signálových toků

5.1. Teorie návrhu

Jedna z řady možností pro návrh filtrů představuje metoda grafů signálových toků [24]. Determinant M-C grafu definovaný (2.2) zároveň reprezentuje levou stranu charakteristické rovnice CE , jejíž tvar do značné míry ovlivňuje chování analyzovaného obvodu. Navrhujeme-li kmitočtový filtr n -tého řádu, pak se jmenovatel přenosové funkce (tj. CE) musí skládat z alespoň $n + 1$ členů, kdy se snažíme aby všechny byly kladné z důvodu stability. Je vhodné, aby počet členů byl vždy nejmenší a to z důvodu snadnějšího numerického návrhu pasivních prvků. Snažíme se nalézt základní požadavky na výsledný graf signálových toků (po zapojení aktivních prvků), které splňují předpoklady realizovatelnosti takového kmitočtového filtru s minimálním počtem pasivních prvků. Navrhujeme-li tedy kmitočtový filtr druhého řádu, pak lze vyházet z následující podmínky, z nichž každá splňuje předpoklad realizovatelnosti daného filtru

D1: v grafu existuje jediná orientovaná smyčka a dva napěťové uzly, kdy k jednomu či oběma jsou připojeny dva a více pasivních prvků,

D2: v grafu existují dvě vzájemně se dotýkající se orientované smyčky a dva napěťové uzly, ke kterým je připojena jedna admitance.

Používají-li se aktivní prvky pouze jako oddělovací členy dílčích pasivních RC struktur, pak není v grafu nutné nacházet orientované smyčky a determinant je roven pouze součinem přenosů vlastních smyček. Tento způsob návrhu je primitivním řešením realizace kmitočtových filtrů kaskádním řazením a proto se s ním dále nebudeme zabývat.

V případě je-li to důležité, lze také mezi podmínky správného počtu členů charakteristické rovnice dále zahrnout i podmínky na její konkrétní tvar. Tím je umožněná požadována změna činitele jakosti Q spolu se změnou charakteristického kmitočtu f_0 nebo možnost vzájemně nezávislé změny parametru Q a f_0 nezávisle na sobě. Tvar charakteristické rovnice, která dovoluje měnit činitel jakosti a charakteristický kmitočet je.

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_3 + G_1 G_2 = 0, \quad (5.1)$$

nebo

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_3 + p C_1 G_1 G_2 + G_1 G_2 G_3 = 0. \quad (5.2)$$

V obou případech je možné činitel jakosti Q měnit hodnotou G_3 . Tyto Charakteristické rovnice se snaží dodržovat podmínku minimálního počtu pasivních prvků. Mají-li být parametry Q a f_0 měněny nezávisle na sobě, pak tvar charakteristické rovnice musí být:

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_5 + p C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0. \quad (5.3)$$

Zde je činitel jakosti Q možné měnit pomocí vodivosti G_1 . Hodnota charakteristického kmitočtu f_0 je možná současnou změnou vodivosti G_2 a G_3 , přičemž musí platit $G_2 = G_3$. Bude-li dále platit $G_5 = G_4$, pak jejich změnou je možné řídit

hodnotu činitele jakosti. Na základě této skutečnosti lze definovat další tvar charakteristické rovnice, která vyhovuje stejným požadavkům jako výraz

$$CE = p^2 C_1 C_2 G_4 + p C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0. \quad (5.4)$$

Je-li navrhován filtr s charakteristickou rovnicí pak je nutné stanovit nové podmínky tvaru M-C grafu:

D3: v grafu existují dvě vzájemně se dotýkající orientované smyčky, a tři napěťové uzly, ke kterým je připojena jedna admitance,

D4: v grafu existuje jeden vysokoimpedanční uzel a tři vzájemně se dotýkající orientované smyčky, které tímto uzlem prochází.

5.2. Návrh s říditelnými prvky

Změnu základních parametrů kmitočtového filtru lze také realizovat říditelnými aktivními prvky. V případě proudových konvektorů definovaných v kapitole 4., můžeme řídit proudový přenos k z brány x na bránu z a napěťový přenos h ze vstupu y na výstup z . Obdobně u aktivního prvku PCA se bude měnit parametr n . Pro tyto aktivní prvky lze tedy nově popsat požadovaný tvar charakteristické rovnice. Bude-li pro CE platit:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 n_1 + G_1 G_2, \quad (5.5)$$

nebo

$$CE = p^2 C_1 C_2 n_1 + p C_1 G_1 + G_1 G_2 n_1, \quad (5.6)$$

potom můžeme změnou proudového přenosu n_1 řídit činitel jakosti Q . Vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti Q a charakteristického kmitočtu f_0 umožní filtr, jehož charakteristická rovnice bude mít tvar

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 n_1 n_2 + G_1 G_2 n_2 n_3 = 0. \quad (5.7)$$

Činitel jakosti je možné opět měnit proudovým přenosem n_1 . Mezní kmitočet můžeme řídit současnou změnou parametrů n_2 a n_3 , přičemž musí platit $n_2 = n_3$. Vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti Q a charakteristického kmitočtu f_0 dále umožní filtr s charakteristickou rovnicí

$$CE = p^2 C_1 C_2 n_1 + p C_1 G_1 n_2 + G_1 G_2 n_3 = 0. \quad (5.8)$$

Činitel jakosti lze měnit proudovým přenosem n_2 . Charakteristický kmitočet lze řídit současnou změnou přenosů n_2 a n_3 , přičemž musí platit $n_2 = n_3$, což však pro realizaci není příliš vhodná podmínka.

Protože proudové přenosy n aktivních prvků jsou bezrozměrné veličiny, můžeme zde dále definovat charakteristické rovnice kmitočtových filtrů, kde bude možné měnit charakteristický kmitočet f_0 nezávisle na činiteli jakosti Q :

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 n_1 n_2 + G_1 G_2 n_2 n_3 = 0. \quad (5.9)$$

5.3. Návrh filtru se třemi VCG-CCII



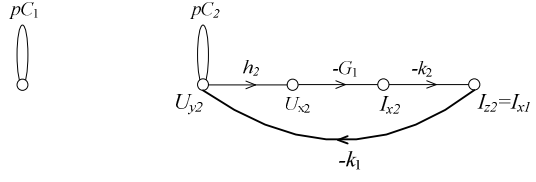
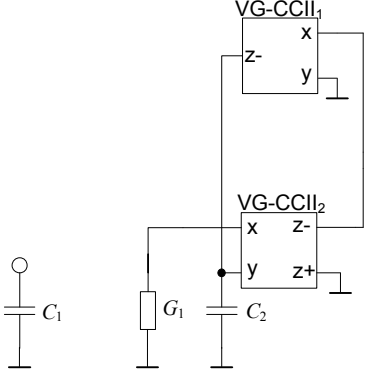
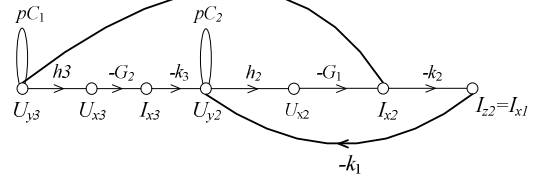
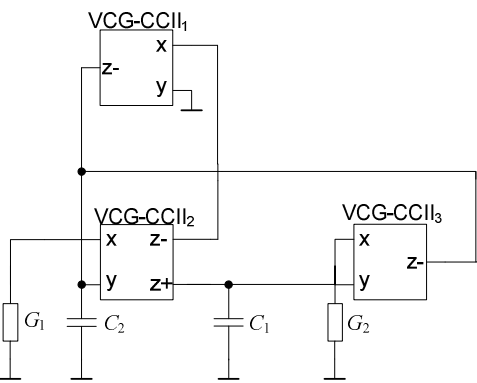
Pro vlastní návrh [25], [26] jsem vycházel z rovnice (5.9), tuto rovnici jsem upravil tak aby bylo možné použít aktivní prvky VCG-CCII. Výsledná verze takto modifikované rovnice je :

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 h_2 k_1 k_2 + G_1 G_2 h_2 h_3 k_2 k_3 = 0, \quad (5.10)$$

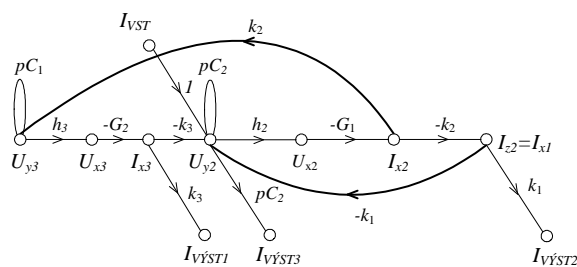
Při návrhu jsem postupoval podle daných definic. Determinant grafu jsem rozšiřoval vždy o jeden člen z charakteristické rovnice a postup při návrhu je ukázán v tab. 5.1.

1. Krok $CE = p^2 C_1 C_2$
2. Krok $CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 h_2 k_1 k_2$
3. Krok $CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_1 h_2 k_1 k_2 + G_1 G_2 h_2 h_3 k_2 k_3$

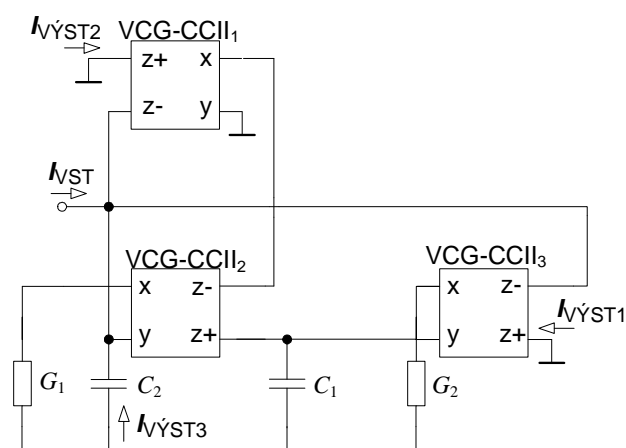
Tab. 5.1: Jednotlivé kroky návrhu

1. krok		
2. krok		
3. krok		

Na obr. 5.1 jsou v navrženém M-C grafu vyznačeny vstupní a výstupní proudové uzly. Výsledná obvodová realizace s doplněnými vstupními a výstupními svorkami je uvedena na obr 5.2.



Obr.5.1: M-C graf s vyznačenými vstupními a výstupními uzly



Obr.5.2: Obvodová realizace filtru

Přenosové funkce proudu realizovatelné obvodem na obr. 5.2 umožňují realizaci dolní propusti (5.11), pásmovou propust (5.12) a horní propust (5.13)

$$K_{I_DP} = \frac{I_{VYST1}}{I_{VST}} = \frac{G_1 G_2 h_2 h_3 k_2 k_3}{CE} \quad (5.11)$$

$$K_{I_PP} = \frac{I_{VYST2}}{I_{VST}} = \frac{-p C_1 G_1 h_2 k_1 k_2}{CE} \quad (5.12)$$

$$K_{I_HP} = \frac{I_{VYST3}}{I_{VST}} = \frac{p^2 C_1 C_2}{CE} \quad (5.13)$$

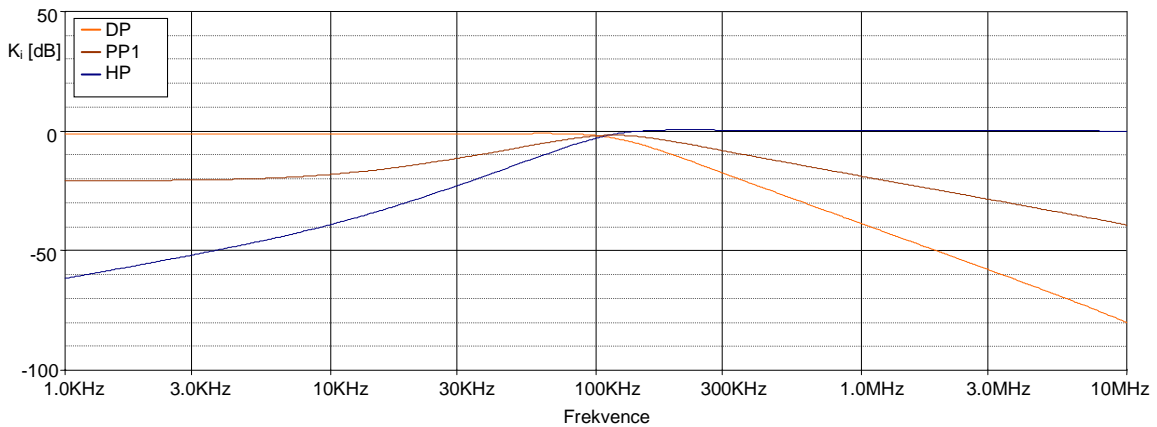
Z rovnice (5.10) můžeme odvodit vztahy pro úhlovou frekvenci ω_0 (5.14) a činitel jakosti Q (5.15).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2 h_2 h_3 k_2 k_3}{C_1 C_2}} = \sqrt{h_2 h_3} \sqrt{\frac{G_1 G_2 k_2 k_3}{C_1 C_2}} = \sqrt{k_2 k_3} \sqrt{\frac{G_1 G_2 h_2 h_3}{C_1 C_2}}, \quad (5.14)$$

$$Q = \frac{\sqrt{G_1 G_2 C_1 C_2 h_2 h_3 k_2 k_3}}{C_1 G_1 h_2 k_1 k_2} = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{G_2 C_2 h_3 k_3}{C_1 G_1 h_2 k_2}}. \quad (5.15)$$

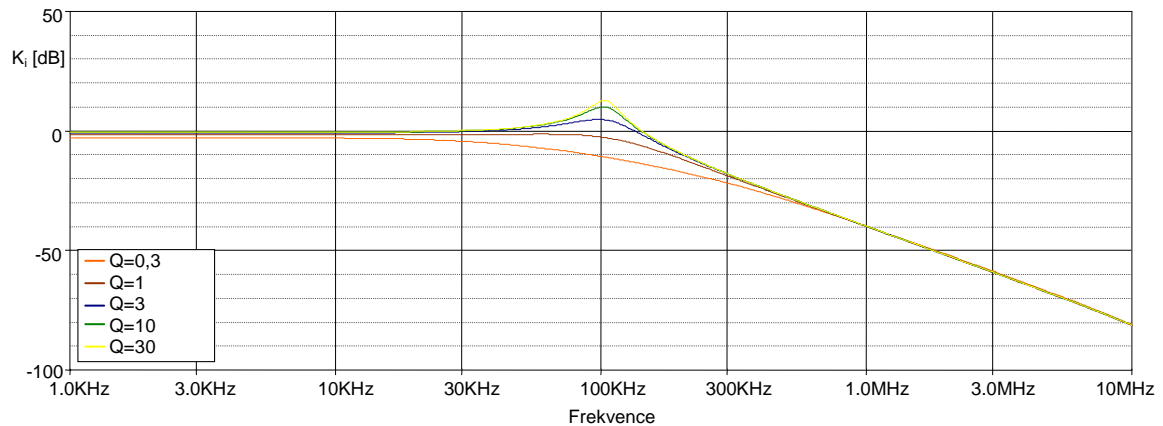
Činitel jakosti Q se nastavuje změnou parametru k_1 . Za podmínky, že $k_2 = k_3 = k_{23}$ nebo $h_2 = h_3 = h_{23}$ se mezní kmitočet f_0 nastavuje stejnou změnou hodnot obou parametru k_2, k_3 nebo h_2, h_3 . Při současné změně k_2, k_3 se činitel jakosti nemění, protože jejich poměr je konstantní. Tuto vlastnost můžeme také použít v případě stejné změny parametrů h_2, h_3 .

Při počítačovém ověření tohoto filtru v programu PSpice byly použity modely z obr. 4.7 a) a 4.11, kde využíváme proudové konvejory druhé generace spolu s napětovým říditelným zesilovači VCA810/BB a proudovými násobiči EL2082/EL. Byly zvoleny kapacity $C_1 = C_3 = 150$ pF, odpory $R_1 = R_2 = 1$ k Ω a koeficienty $h_2 = h_3 = 1$. Pro mezní kmitočet $f_0 = 100$ kHz s činitelem jakosti filtrů $Q_0 = 1$ byly dopočítány proudové přenosy, $k_2 = k_3 = 0,094$. Ze simulací na obr. 5.3 je patrné, že na nízkých kmitočtech je ovlivněn přenos u horní a pásmové propusti, který je zapříčiněn vlastnostmi aktivních prvků.



Obr.5.3: Výsledky simulací navrženého filtru realizující dolní, horní a pásmovou propust

Možnost změny činitele jakosti je popsána vztahem (5.15) a je simulována na obr. 5.4. Zvolený činitel jakosti byl nastavován proudovým koeficientem k_1 , kde hodnoty ostatních parametrů a pasivních součástek nebyly změněny. Hodnoty k_1 byly nastaveny na 3,3; 1; 0,3; 0,1 a 0,03. Činitel jakosti Q nedosahuje teoretické hodnoty což je způsobeno tím, že každý prvek VCG-CCII je při simulacích realizován čtyřmi obvody a tím se při simulaci více projevují reálné vlastnosti těchto obvodů.



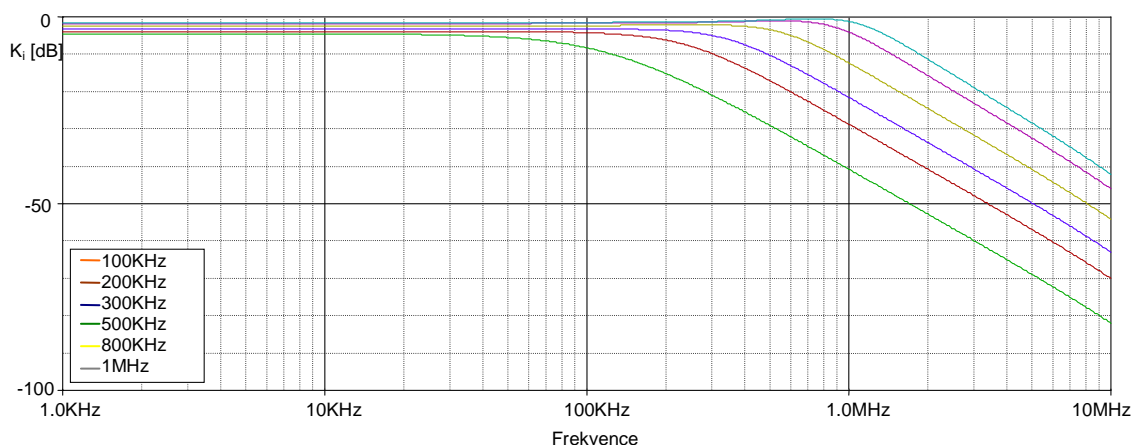
Obr.5.4: Simulace možnosti řízení činitele jakosti pomocí parametru k_1

Možnost přeladování ω_0 je ukázána na dolní propusti. Ze vzorce na úhlovou frekvenci ω_0 byly vypočítány hodnoty k_{23} pro zvolené kmitočty v rozsahu od 100kHz do 1MHz a jsou zapsány v tab. 5.2.

Tab. 5.2: Zvolených hodnoty koeficientu k_{23} pro dané kmitočty

Frekvence [kHz]	k_{23}
100	0,094
200	0,188
300	0,283
500	0,471
800	0,754
1000	0,942

Ze simulací na obr. 5.5 je patrné, že pro navržený mezní kmitočet 1 MHz je přenosová funkce téměř ideální. Při změně mezního kmitočtu řízením parametrů k_{23} dochází k nepatrné změně činitele jakosti a přenosu v pásmu propustnosti.



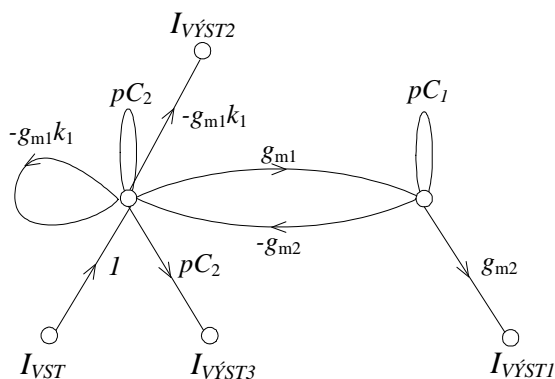
Obr.5.5: Ukázka přeladitelnosti ω_0 navržené dolní propusti v rozsahu od 100kHz do 1MHz

5.4. Návrh filtru s komerčně dostupnými prvky

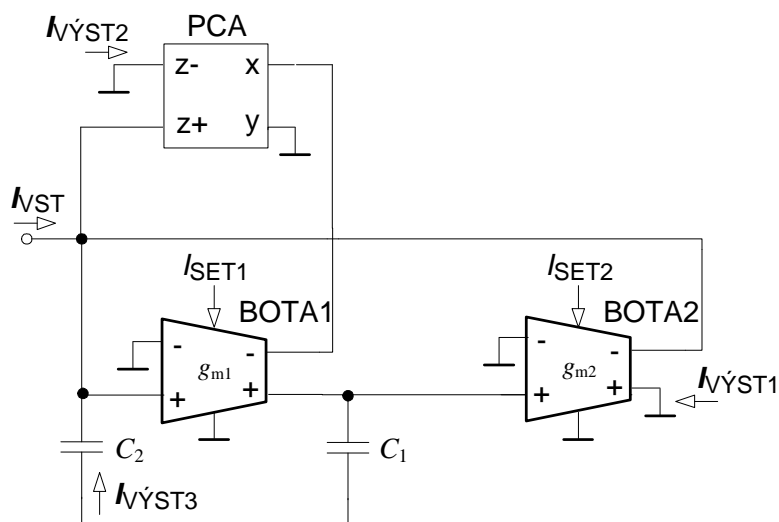
Při řešení této práce jsem se zaměřil i na komerčně dostupné prvky. Pro realizaci jsem vycházel z původně navrženého filtru ve kterém jsem místo dvou prvků VCG-CCII použil komerčně dostupné transkonduktanční zesilovače BOTA (MAX435)[]. Charakteristická rovnice s těmito prvky je popsána vztahem:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 k_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} = 0. \quad (5.16)$$

Při návrhu takto modifikovaného filtru jsem vycházel z poznatků, že proudový konvektor jehož svorka x je přes odpor uzemněna lze nahradit prvkem OTA. V tomto zapojení byl použit transkonduktanční zesilovač se symetrickým proudovým výstupem BOTA. Na základě metod zjednodušování M-C grafů signálových toků je na obr.5.6 uvedeno nejjednodušší možné grafické zobrazení navrhovaného obvodu.



Obr.5.6: M-C graf s vyznačenými vstupními a výstupními uzly



Obr.5.7: Obvodová realizace filtru

Přenosové funkce proudu realizovatelné obvodem na Obr. 5.7 umožňují realizaci dolní propusti (5.17), pásmovou propust (5.18) a horní propust (5.19)

$$K_{I_DP} = \frac{I_{V\dot{Y}ST1}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{CE} \quad (5.17)$$

$$K_{I_PP} = \frac{I_{V\dot{Y}ST2}}{I_{VST}} = \frac{pC_1k_1g_{m1}}{CE} \quad (5.18)$$

$$K_{I_HP} = \frac{I_{V\dot{Y}ST3}}{I_{VST}} = \frac{p^2C_1C_2}{CE} \quad (5.19)$$

z rovnice (5.16) můžeme odvodit vztahy pro úhlovou frekvenci ω_0 (5.20) a činitel jakosti Q (5.21)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \sqrt{g_{m1}g_{m2}} \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} = g_{m12} \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}}, \quad (5.20)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2g_{m1}g_{m2}}}{C_1k_1g_{m1}} = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{C_2g_{m2}}{C_1g_{m1}}}. \quad (5.21)$$

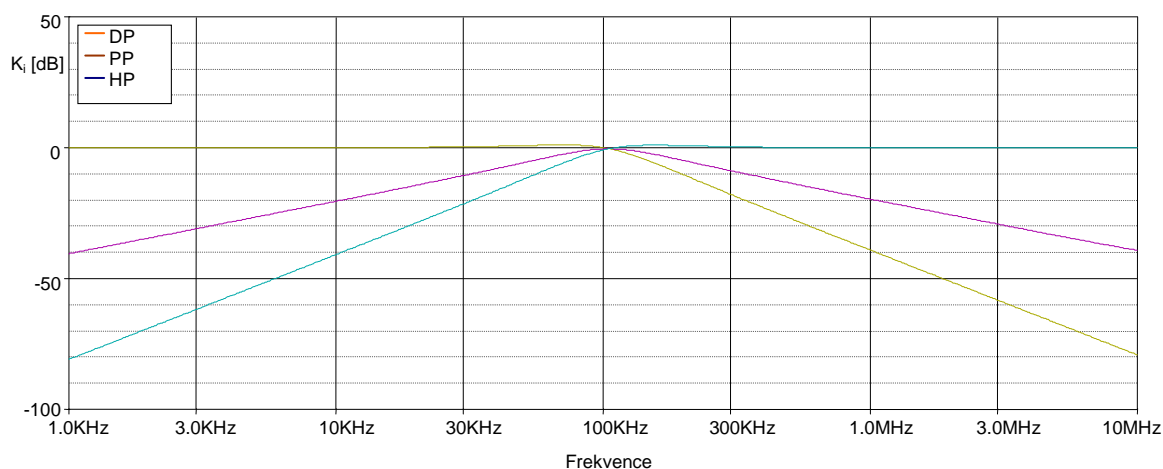
Hodnotu činitele jakosti Q měníme pomocí parametru k_1 . Mezní kmitočet f_0 nastavuje stejnou změnou hodnot obou parametru $g_{m1} = g_m = g_{m12}$. Při současné změně g_{m1} , g_{m2} se činitel jakost nemění, protože jejich poměr je konstantní.

Pro možnosti řízení prvku MAX435 vycházíme z rovnice 5.22

$$Rg_m = \frac{K}{g_m}, \quad (5.22)$$

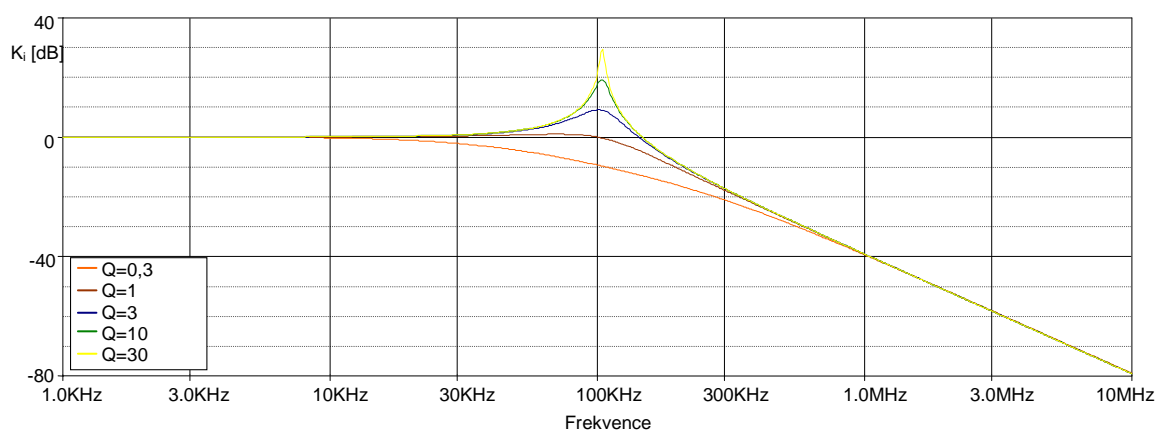
kde podle katalogového listu [23] je zesilovací činitel obvodu $K=4$

Na obr. 5.8 jsou zobrazeny výsledky simulací univerzálního filtru realizující dolní, pásmovou a horní propust. Při simulaci pro mezní kmitočet 100 kHz byly zvoleny hodnoty $C_1 = C_2 = 150\text{pF}$, $R_{g_{m1}} = R_{g_{m2}} = 4,24\text{ k}\Omega$



Obr.5.8: Simulace univerzálního filtru realizující dolní, pásmovou a horní propust.

Ukázka změny činitele jakosti je uvedena na obr 5.9. Jeho nastavení bylo prováděno změnou proudového koeficientu k_1 prvku PCA. Hodnoty parametru k_1 jsou 3,3; 1; 0,3; 0,1 a 0,03 a vycházejí z rovnice (5.21). Při simulaci byly zvoleny hodnoty $C_1 = C_2 = 150\text{pF}$, $R_{g_{m1}} = R_{g_{m2}} = 4,24\text{ k}\Omega$



Obr.5.9: Ukázka změny činitele jakosti na dolní propusti v rozsahu od 0,3 do 30

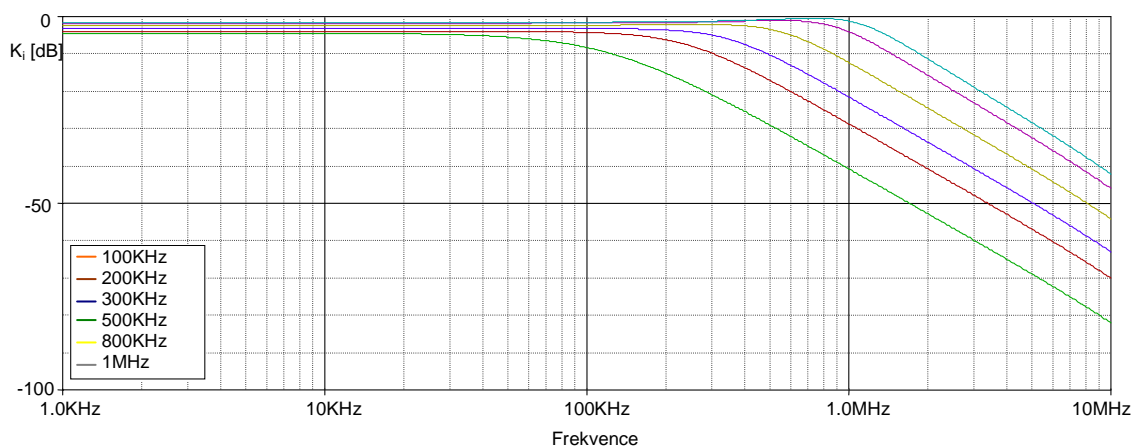
Změna mezního kmitočtu je prováděna měněním hodnotou transkonduktance obou prvků BOTA. Při simulování byl použit komerčně dostupný obvod MAX435, jehož

transkonduktance se mění hodnotou odporu mezi vstupními svorkami (4.5). Vypočtené hodnoty jsou přehledně popsány v tab. 5.3. Pro simulaci byly nastaveny hodnoty $C_1 = C_2 = 150\text{pF}$ a činitel jakosti $Q=1$.

Tab. 5.3: Tabulka vypočítaných hodnot transkonduktance g_{m1} hodnota odporu mezi vstupními svorkami R_{g_m} pro dané kmitočty

Frekvence[kHz]	$g_{m12}[\text{mS}]$	$R_{g_{m12}}[\text{k}\Omega]$
100	0,94	4,24
200	1,88	2,12
300	2,83	1,41
500	4,71	0,85
800	7,54	0,53
1000	9,42	0,42

Ze simulace na obr. 5.10 je patrné že na nižších kmitočtech je drobný pokles v pásmu propustnosti, což je zapříčiněno vlastnostmi aktivních prvků.



Obr.5.10: Ukázka nastavení mezního kmitočtu změnou hodnoty transkonduktance obvodu MAX435

6. Závěr

V předložené bakalářské práci jsem navrhnul pomocí metody grafů signálových toků dvě zapojení kmitočtových filtrů, které umožňují řídit mezní kmitočet i činitel jakosti nezávisle na sobě. Při návrhu jsem použil aktivní prvky PCA, VCG-CCII a BOTA, u kterých je umožněno řízení jejich proudových nebo napěťových přenosů, či transkonduktance. Tyto prvky jsem popsal ve čtvrté kapitole, uvedl jejich hybridní matici a nakreslil jejich M-C grafy.

Pro návrh prvního filtru jsem vybral prvek VCG-CCII, kterým lze řídit jak napěťový tak proudový přenos pomocí parametrů k a h . Charakteristické rovnice navrženého zapojení univerzálního elektronicky říditelného filtru druhého řádu byly ověřeny v programu SNAP. Pomocí tohoto obvodu lze snadno sestavit dolní, horní a pásmovou propust s možností změny mezního kmitočtu a činitele jakosti nezávisle na sobě. Byly použity reálné simulační modely uvažovaných aktivních prvků v programu PSpice. Simulacemi se potvrdila funkčnost nově navrženého filtru. Z výsledných grafů je patrné, že při změně kmitočtu se na nižších frekvencích při přeladování projevuje drobný pokles v pásmu propustnosti a změna činitele jakosti, což je zapříčiněno simulačními modely prvku VCG-CCII, který je složen ze čtyř bloků, které mají reálné parametry.

Při návrhu druhého filtru jsem vycházel z původního zapojení, ale netradiční aktivní prvky jsem nahradil dvěma transkonduktančními zesilovači se symetrickým výstupem BOTA a jedním programovatelným proudovým zesilovačem PCA. Při tomto řešení jsem využil komerčně dostupné obvody MAX435 a prvek PCA vyvinutý na Ústavu telekomunikací, FEKT VUT v Brně. Při simulaci byly ověřeny možnosti změny mezního kmitočtu a činitele jakosti nezávisle na sobě a realizace přenosových funkcí.

Oba navržené filtry splňují zadané požadavky na univerzální filtr což je potvrzené výpočty i samotnými simulacemi.

Literatura

- [1] SEDLÁČEK, J., HÁJEK, K.: *Kmitočtové filtry* 1. vyd. Praha : BEN, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [2] VRBA K.: *Analogová technika*. Skripta FEKT VUT.
- [3] DOSTÁL T.: *Elektrické filtry*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, MJ servis, 2004.
- [4] VRBATA J.: *Nové prostředky v řešení aproximační úlohy pro návrh selektivních obvodů*. Disertační práce 1999.
- [5] TOMAN K.: *Reproduktory a reprosoustavy – I.díl* 1. vyd. Praha : BEN, 2002. 199 s. EAN 8591459280805.
- [6] BIOLEK, D.: *Řešíme elektronické obvody* 1. vyd. Praha : BEN, 2004. 520 s. ISBN 80-7300-125-X.
- [7] ČAJKA, J., KVASIL, J.: *Teorie lineárních obvodů*. SNTL/ALFA, Praha 1979.
- [8] MASON, S.J.: Feedback Theory: Further Properties of Signal Flow Graphs. *Proc. IRE*, Roč. 44, čís. 7, s. 920-926, 1956.
- [9] COATES, C.L.: Flow-graph Solution of Linear Algebraic Equations. *IRE Trans. Circuit Theory*, CT-6, s. 170-187, 1959.
- [10] SEDRA, A., SMITH, K.C.: "The current conveyor: A new circuit building block", *Proc. IEEE*, roč. 56, s. 1368-1369, srpen 1968
- [11] SEDRA, A., SMITH, K.C.: A second-generation current conveyor and its applications.. *IEEE Transaction on Circuit Theory*, roč. 17, s. 132-133, Únor 1970.
- [12] FABRE, A.: "Third-generation current conveyor: A new helpful active element", *Elec. Letters*, roč. 31, č.5, s. 338-339, březen 1995
- [13] MATĚJČEK L., VRBA K.: *Multifunkční filtry se zobecněnými proudovými konvejory*. Elektronický časopis Elektrevue
<http://www.elektrevue.cz/clanky/00018/index.htm>.
- [14] JEŘÁBEK, J., VRBA, K.: *Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konveju, ukázka návrhu aplikace*. Elektronický časopis Elektrevue.
<http://www.elektrevue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/10/vybrane-vlastnosti-univerzalniho-proudoveho-konveju--ukazka-navrhu-aplikace/>
- [15] BEČVÁŘ D., VRBA K.: *Univerzální proudový konveju*. Elektronický časopis Elektrevue. <http://www.elektrevue.cz/clanky/00007/index.htm>.
- [16] SURAKAMPONTORN,W., RIEWRUJA,V.,KUMWACHARA, K.,DEJHAN, K.: Accurate CMOS-based Current Convevors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, roč. 40, č. 4, s. 699-702, srpen 1991

- [17] KOTON, J.; VRBA, K.; USHAKOV, P.; MIŠUREC, J. Designing electronically tunable frequency filters using the signal flow graph theory. In *Proceedings of the 31th International Conference Telecommunications and Signal Processing, TSP 2008*. BUDAPEST, 2008. s. 1-3. ISBN: 978-963-06-5487-6.
- [18] DE MARCELLIS, A., FERRI, G., GUERRINI, N. C., SCOTTI, G., STORNELLI, V., TRIFILETTI, A.: The VCG-CCII: a novel building block and its application to capacitance multiplication, *Microelectronics Journal*, accepted, to be published, 2008.
- [19] Datasheet VCA810: <http://www.alldatasheet.net/datasheet-pdf/pdf/86944/BURR-BRO WN /VCA810.html>
- [20] Datasheet EL2082: <http://www.alldatasheet.net/datasheet-pdf/pdf/59879/ELANTEC /EL2082.html>
- [21] HERENCŠÁR, N., VRBA, K. Metodika návrhu kmitočtových filtrů s jedním prvkem BOTA. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2006, roč. 2006, č. 32, s. 1-8. ISSN: 1213-1539.
- [22] GEIGER, R. L., SÁNCHEZ, S. E.: "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial". *IEEE Circuits and Devices Magazine*, Vol. 1, pp.20-32, March 1985.
- [23] MAX435/MAX436 – 250MHz Wideband Transconductance Amplifier with Differential Output. Datasheet, MAXIM – Dallas Semiconductor, 1993.
- [24] KOTON, J.; VRBA, K., Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů *Elektronický časopis Elektrorevue* <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/zobecnene-metody-navrhu-kmitoctovych-filtru/>
- [25] KOTON, J.; VRBA, K.; HERENCŠÁR, N. On the design of controllable frequency filters. In *Applied Electronics 2008*. PILSEN, 2008. s. 113-116. ISBN: 978-80-7043-654-7.
- [26] R. ŠPONAR, K. VRBA "Measurements and Behavioral Modeling of Modern Conveyors", *Int. J. Computer Science Network Security*, 2006, roč.. 6, č. 3A, ISSN 1738-7906.

Seznam použitých zkratek a symbolů

BOTA	Transkonduktanční zesilovač se symetrickým výstupem (<i>Balanced-output Operational Transconductance Amplifier</i>)
C	Kapacita, jednotka farad [F]
CC	Proudový konvektor (<i>Current Conveyor</i>)
CCC	Řízený proudový konvektor (<i>Current Controlled Conveyor</i>)
CCCS	Zdroj proudu řízený proudem (<i>Current Controlled Current Source</i>)
CE	Charakteristická rovnice
DP	Doplní propust
f	Frekvence, jednotka hertz [Hz]
FČ	Fázovací článek
f_0	Mezní frekvence, jednotka hertz [Hz]
G	Vodivost, jednotka siemens [S]
GCC	Zobecněný proudový konvektor (<i>General Current Conveyor</i>)
g_m	Transkonduktance
HP	Horní propust
I	Proud, jednotka ampér [A]
I_{VST}	Vstupní proud
I_{VYST}	Výstupní proud
k	Modul přenosu
$K(p)$	Přenosová funkce dvojbranu
M-C graf	Masonův Coatesův graf
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač (<i>Operational Transconductance Amplifier</i>)
p	Laplaceův operátor
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zádrž
Q	Činitel jakosti
R	Odpor, jednotka ohm [Ω]
U	Napětí, jednotka volt [V]
UCC	Univerzální proudový konvektor (<i>Universal Current Conveyor</i>)
VCVS	Zdroj napětí řízený napětím (<i>Voltage Controlled Voltage Source</i>)
X	Vstupní veličiny
Y	Výstupní veličiny
Z	Impedance, jednotka ohm [Ω]
$\alpha, \beta, \gamma,$	Koeficienty přenosu proudového konvektoru
ω	Úhlová frekvence $\omega = 2\pi f$
Δ	Determinant grafu
X	Vstupní veličiny